BLAUPUNKT
BOSCH Gruppe

Mainamplifier MX-70

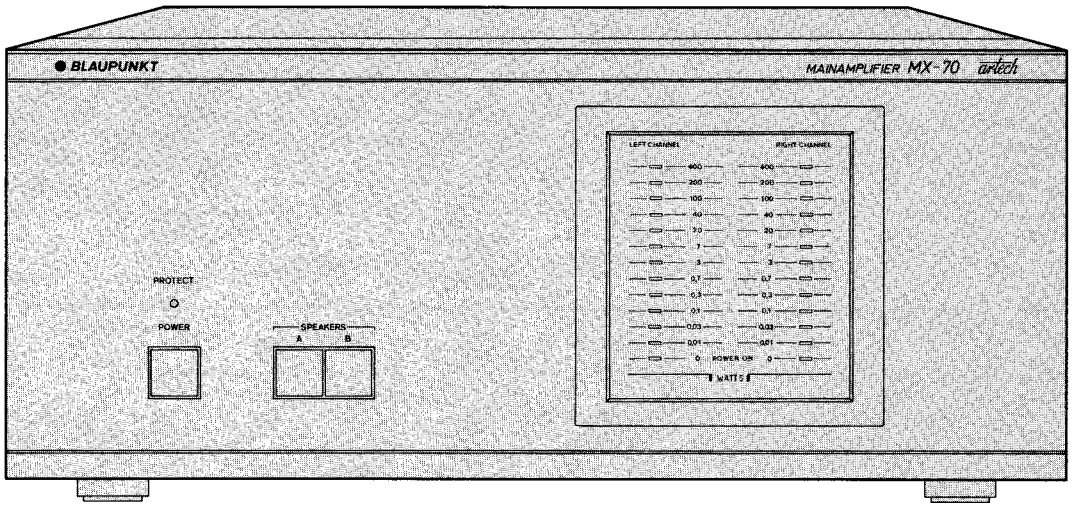
artech

7 625 355

Kundendienstschrift · Service Manual

Ⓓ Btx * 30 39 68 #

VKD 2 D87 420 001



Inhaltsverzeichnis

	Seite
Technische Daten	2
Funktionsbeschreibung	3 – 5
Elektrischer Abgleich	6
Abgleichpunkte	7
Blockschaltbild	8
Schaltbild	9 – 10
Bestückte Platten	11 – 14
Halbleiter-Anschlußpunkte	14
IC-Blockschaltbild	15
Transistoren-Lageplan	16
Ersatzteilliste	17 – 19

Table of Contents

	Page
Technical Data	2
Circuit Description	3 – 5
Electrical Adjustment	6
Adjustment Points	7
Block Diagram	8
Schematic Diagram	9 – 10
Component Boards	11 – 14
Semi-Conductor Connections	14
IC Block Diagrams	15
Transistors Locations	16
Spare Parts List	17 – 19

Gedruckt in der Bundesrepublik Deutschland
bei Druckhaus Gebrüder Gerstenberg

Änderung vorbehalten
Modifications reserved
Con riserva di modifich

Blaupunkt-Geräte erfüllen die in der DIN 45 500 geforderten Werte. Die Sicherheitsbestimmungen der internationalen Sicherheitsnorm IEC 65 werden eingehalten und sind bei jeder Reparatur zu beachten. Alle Bauteile, die mit einem solchen Symbol △ gekennzeichnet sind, müssen durch Originalteile ersetzt werden.

The Blaupunkt units fulfil the values required by DIN 45 500. The unit conforms to the security regulations set by the International Security Standard IEC 65 and these must be observed when reparing the set. All components marked by △ must be replaced by original parts.

Technische Daten

Technical Data

Bezeichnung		Wert/value	Designation	
Netzanschluß		220 V, 50 Hz	Mains Voltage	
Leistungsaufnahme	bei max. Ausgangsleistung	800 W	Power Consumption	at full power
Nennausgangsleistung			Output Power	
	20 Hz – 20 kHz, K = 0,02%, 4 Ω	2 x 240 W		20 Hz – 20 kHz, K = 0,02%, 4 Ω
	20 Hz – 20 kHz, K = 0,008%, 8 Ω	2 x 220 W		20 Hz – 20 kHz, K = 0,008%, 8 Ω
Musikausgangsleistung	1 kHz, 4 Ω	2 x 270 W	Music Power	1 kHz, 4 Ω
	1 kHz, 8 Ω	2 x 270 W		1 kHz, 8 Ω
Dämpfungsfaktor	1 kHz, 8 Ω	100	Damping Factor	1 kHz, 8 Ω
Anstiegszeit „slew rate"		90 V/μs	Slew Rate	
Klirrfaktor	1 W, 8 Ω	0,01%	Distortion Factor	1 w, 8 Ω
Intermodulation	250/8000 Hz	0,008%	Intermodulation	250/8000 Hz
Leistungsbreite		5 Hz – 100 kHz; +1/–1 dB	Power Bandwidth	
Frequenzgang		5 Hz – 100 kHz; +0/–0,5 dB	Frequency Response	
Geräusch-Spannungsabstand		115 dB	S/N Ratio	
Fremdspannungsabstand		95 dB	Unweighted S/N Ratio	
Kanaltrennung	250 – 10 000 Hz	60 dB	Channel Separation	250 – 10 000 Hz
Eingangsempfindlichkeit/Impedanz		1,0 V/50 kΩ	Input Sensitivity/Impedance	
Abmessungen	Breite	437 mm	Dimensions	Width
	Höhe	191 mm		Heigth
	Tiefe	428 mm		Depth
Gewicht		ca. 22 kg	Weight	

Funktionsbeschreibung

1. Variable Vorspannschaltung

In den Endstufen der Leistungsverstärker werden heute hauptsächlich SEPP-Schaltungen (single ended push pull) verwendet. (Abb. 2)

Bekanntlich kann der Strom (Ruhestrom), der durch npn- und pnp-Transistoren dieser Schaltung fließt, in drei große Klassen von Betriebsarten eingeteilt werden/ Klasse "A", "AB" und "B". (Abb. 3)

In Klasse "A" wird keiner der Kollektorströme Q_1 und Q_2 null oder unterbrochen. Selbst wenn kein Strom durch den Widerstand R_L fließt, fließt ein bestimmter Strom durch Q_1 und Q_2. Somit besteht theoretisch keine Überschneidungsverzerrung.

Um einen einwandfreien Betrieb der Klasse "A" zu erreichen, sollte jedoch weiterhin ein Strom als Ruhestrom in der Endstufe fließen der gleich oder höher ist als der maximale Ausgangsstrom. Dadurch erweist sich jedoch die "A"-Klasse als ein sehr leistungsschwaches System.

In der "AB" oder "B"-Klasse übernimmt Q_1 die Verstärkerrolle der positiven und Q_2 die der negativen Signalhalbwelle. Dabei ist es ohne Belang, ob der Ruhestrom groß oder klein ist.

Im Betrieb besteht also tatsächlich eine Periode, bei der ein Transistor unterbrochen bleibt, während der andere eingeschaltet ist.

Schalt- oder Überschneidungsverzerrungen werden dann verursacht, wenn von dem aktiven in den passiven oder von dem passiven in den aktiven Zustand gewechselt wird. Da jedoch diese Betriebsarten bei kleinen Ruheströmen sehr leistungsfähig sind, ist es einfacher, die "AB" oder "B"-Klasse zur Leistungsverstärkung zu verwenden.

Ein Leistungsverstärker, der über die Vorteile dieser Systeme verfügt – d.h. praktisch keine Überschneidungs- oder Schaltverzerrung, wie sie in Klasse "A" hervorgerufen wird, und eine leichtere Hochleistungsverstärkung, wie sie in Klasse "B" erreicht wird – wurde durch die Anwendung von variablen Vorspannschaltungen erreicht. Die Grundidee der variablen Vorspannschaltung ist, daß unter keinen Umständen die Endstufe unterbrochen werden kann durch das Ansteigen und Abfallen der Vorspannspannung, die dem Spannungsverlauf des Eingangssignals folgt.

Circuit Description

1. Variable Bias Circuit

Currently, in the output stage of power amplifiers are mostly used SEPP (Single Ended Push Pull) circuits. (Fig. 2)

It is generally known that the current (idle current) flowing through NPN and PNP transistors of this circuit can be classified into three large groups of operation form, class "A", class "AB" and class "B". (Fig. 3)

In class "A" operation, neither of collector currents, Q_1 and Q_2, becomes zero nor cut off. Even when the current flowing to the load R_L is zero, a certain current is flowing through Q_1 and Q_2, and so no crossover distortion exists theoretically.

To realize perfect class "A" operation, however, a current equal to or more than maximum output should continue to be let flow at the output stage as idle current, causing class "A" operation to prove to be a poor efficiency system.

In class "AB" or "B" operation, the Q_1 plays the role of amplification of the plus part of the signal and Q_2 of the minus part, no matter whether idle current is large or small.

In other words, there definitely exists a period in which, when one transistor is on, the other transistor keeps cutting off, in these operations.

Switching distortion or crossover distortion is caused at the moment of this active status turning into cut-off status or the cut-off status into the active status. Nevertheless, as these operation forms have high efficiency with small idle current, it is much easier to use class "AB" or "B" operation for high power amplification rather than class "A".

A power amplifier enjoying the merit of each of these systems that is, practically no crossover or switching distortion being caused in class "A" operation and easier high power amplification being achieved by class "B" has been realized by adopting the variable bias circuit.

The idea of a variable bias circuit is that in no case the output stage is allowed to be cut-off by increasing and decreasing bias voltage in corresponding with the voltage of input signal.

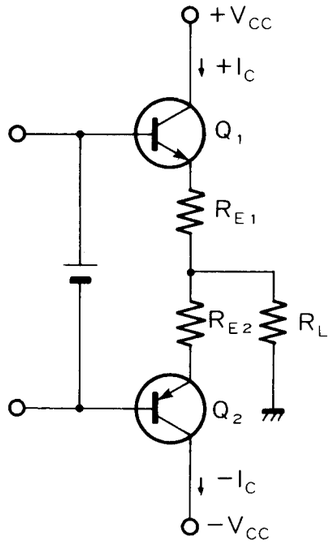


Fig. 2 SEPP Schaltung/Circuit

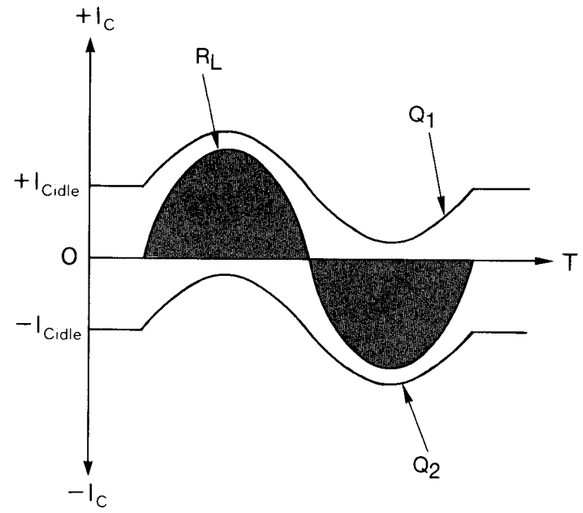


Fig. 3-1 CLASS-A

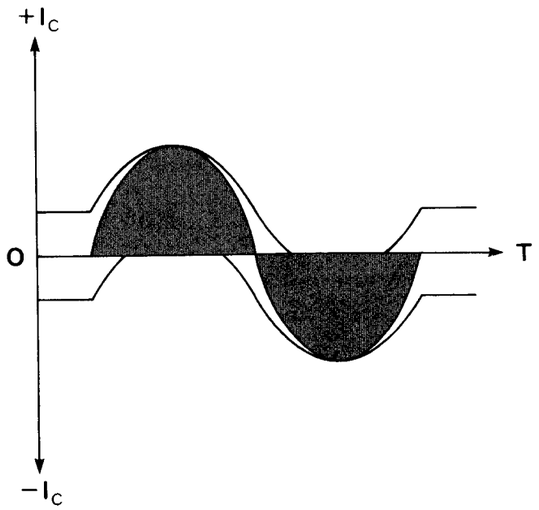


Fig. 3-2 CLASS-AB

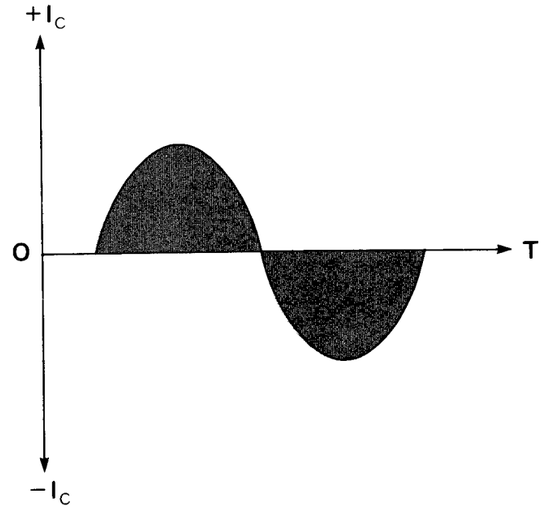


Fig. 3-3 CLASS B

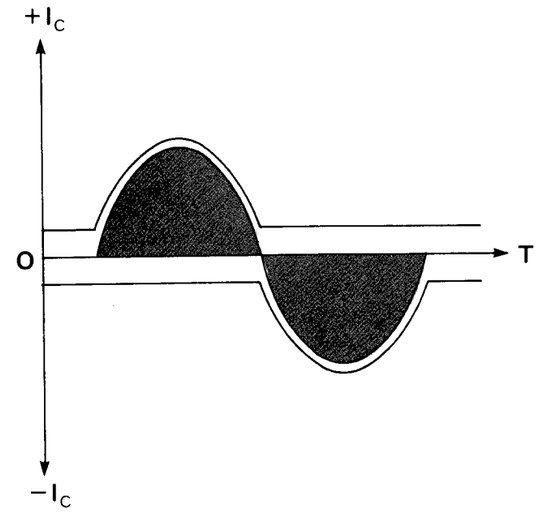


Fig. 3-4 Variable Vorspannung
Variable Bias

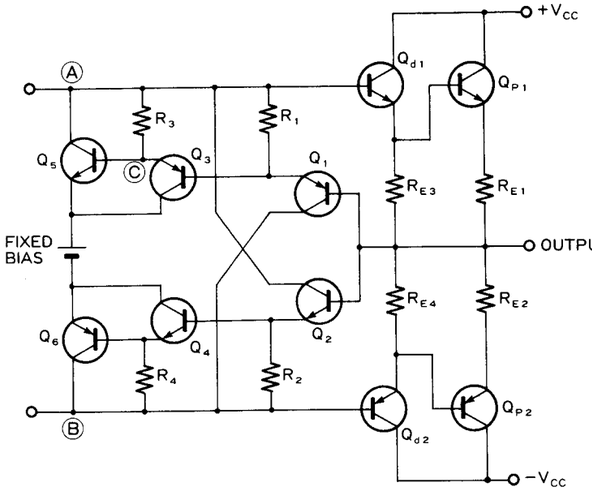


Fig. 4 Variable Vorspannschaltung
Variable Bias Circuit

Abb. 4 zeigt die variable Vorspannschaltung.

Angenommen, die positive Halbwelle des Signals sei eingespeist worden, so steigen die Ströme Q_{p1} und Q_{d1} und die Spannung zwischen R_{E1} und R_{E3} an. Dies führt zu einem Spannungsanstieg, zwischen Punkt Ⓐ und dem Ausgang.

Zu diesem Zeitpunkt steigt die Spannung an R_1 und R_3 durch den Stromfluß $R_1 \rightarrow Q_1$ und $R_3 \rightarrow Q_3$ stark an, wodurch sich die Spannung an Punkt Ⓒ verringert und die Spannung von Q_5 zwischen Kollektor und Emitter steigt. Dies hat zur Folge, daß die Spannung zwischen Ⓐ und Ⓑ steigt und Q_{p2} und Q_{d2} nicht unterbrochen werden. Aus einer anderen Betrachtungsweise läßt sich sagen, daß die Spannungsabfälle an den Emitterwiderständen R_{E1} und R_{E3} (diese Widerstände sind zum Schutz des Transistors durch Stabilisierung der Vorschubspannung der Ausgangsstufe oder bei atypischem Stromfluß unerläßlich) durch die Abfälle an R_1 und R_3 aufgehoben werden. Auf diese Weise werden Q_{p2} und Q_{d2} vor einem Absinken auf null oder vor Anti-Vorspannung geschützt.

In gleicher Weise fließt ein Strom $Q_2 \rightarrow R_2$ und $Q_4 \rightarrow R_4$, wenn die negative Halbwelle des Signals eingespeist wird. Dies führt zu einem Anstieg von V_{CE} bei Q_6, wodurch Q_{p1} und Q_{d1} vor Unterbrechung geschützt werden.

Fig. 4 shows the variable bias circuit.

Now, suppose the plus wave (plus part) of signal has been input, the currents of Q_{p1} and Q_{d1} increase and the voltages at both ends of R_{E1} and R_{E3} become high, resulting in a rise in the voltage between Ⓐ point and OUTPUT.

At that time, the voltage at both ends of R_1 and R_3 becomes high because current flows $R_1 \rightarrow Q_1$ and $R_3 \rightarrow Q_3$, causing the potential of Ⓒ point to lower and the voltage of Q_5 between collector and emitter to rise.

As a result, the voltage between Ⓐ and Ⓑ rises and Q_{p2} and Q_{d2} is kept from being cut-off.

From another point of view, the voltage drops at the emitter resistors R_{E1} and R_{E3} (these resistors are indespensible to protect transistors in stabilizing bias of the output stage or at the time of abnormal current flowing) are cancelled by the drops at R_1 and R_3, thus protecting Q_{p2} and Q_{d2} from becoming zero or anti-bias.

In the same manner, when the minus wave (minus part) of signal has been input, current flows $Q_2 \rightarrow R_2$ and $Q_4 \rightarrow R_4$, resulting in a rise of V_{CE} at Q_6, thus protecting Q_{p1} and Q_{d1} from being cut-off.

2. Gleichstrom-Servoschaltung

Gleichstromverstärkung ist die am weitesten fortgeschrittene Methode, die bei NF-Verstärkern angewendet wird, da in der ganzen Bandbreite, von DC- bis zur Niederfrequenz, keine Phasenverschiebung erfolgt. Bei einem idealen Gleichstromverstärker (d.h. bei einem Verstärker ohne Koppelkondensatoren im Eingang und der NFB-Schleife) wird jedoch ein Gleichstromdrift verursacht, wenn ein Gleichstrom eingespeist wird oder wenn das Gleichstromgleichgewicht zwischen allen Bauteilen aufgrund eines Temperaturanstiegs im Verstärker verloren geht. Die Gleichstrom-Servoschaltung dient dazu, einen solchen Drift zu unterdrücken und eine stabilisierte Verstärkung zu ermöglichen.

Die Gleichstrom-Servoschaltung beruht auf einem ähnlichen Prinzip, wie ein Komparator, bei dem Gleichstromänderungen zwischen Ausgang und Masse erkannt und Verstärkerdrifts geregelt werden, wobei die dabei erzielten Ergebnisse als Ausgang der Servoschaltung verwendet werden. Die Grundbausteine sind eine integrierte Schaltung, die aus C_1 und R_1 besteht, ein Betriebsverstärker und eind Spiegelintegrator mit C_2 und R_2. (Abb. 5)

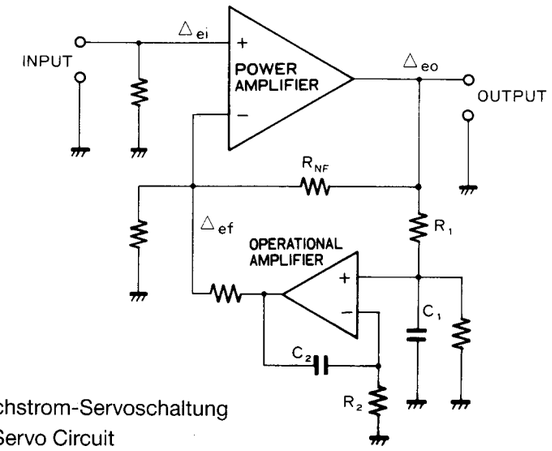


Fig. 5 Gleichstrom-Servoschaltung
DC Servo Circuit

Angenommen, ein Drift Δ_{eo} sei am Ausgang des Leistungsverstärkers verursacht worden, so wird eine Spannung mit der gleichen Phase Δ_{ef} am Ausgang des Betriebsverstärkers ausgekoppelt. Andererseits besteht die Eingangsstufe des Leistungsverstärkers aus einem Differentialverstärker. Wird Δ_{ef} bei invertiertem Eingang eingespeist, so ändert sich die Spannung am nicht-invertierten Eingang Δ_{ei} in umgekehrter Richtung von Δ_{ef}. Dies führt zu einer Driftminderung am Ausgang des Leistungsverstärkers.

Die Gleichstrom-Servoschaltung hat eine spezifische Frequenzkennlinie. Im Bereich der DC- und Ultraniederfrequenz beträgt die Verstärkung einige Zehntel Dezibel. Im NF-Bereich kann die Verstärkung bei einem bestimmten Verstärkungsfaktor auf gleiche Weise erreicht werden wie bei üblichen Leistungsverstärkern. Die Frequenz, bei der die Gleichstrom-Servoschaltung zur Wirkung kommt, wird durch die vier Bauelemente C_1, R_1, Q_2 und R_2 bestimmt.

3. Hi-fT Leistungstransistoren

Die Leistungstransistoren, die im MX-70 verwendet werden, erreichen eine fT (Strom-Transitfrequenz) von 80 MHz bei npn- und 60 MHz bei pnp-dotierten Transistoren trotz der hohen P_c (Kollektorverlustleistung) von z.B. 150 W (bei einer Temperatur $T_c = 25°C$). Im Vergleich zu herkömmlichen Transistoren deren fT im Höchstfall ca. 10 MHz beträgt (bei einer P_c von 150 W), ist die hohe Geschwindigkeit dieser Hi-fT Leistungstransistoren beachtlich.

Diese hohe fT ist insbesondere durch den inneren Aufbau dieser Transistoren, der sogenannten Multi-Emitter-Bauweise, die sich von herkömmlichen Transistoren erheblich unterscheidet, erreicht worden.

Dabei ist der Emitter des Transistors in viele Einheiten unterteilt. Jede Einheit enthält Emitterwiderstände mit geringem Widerstand, wobei eine Parallelschaltung entsteht.

Dies bedeutet auch, daß viele kleine Signaltransistoren mit hoher fT und hoher Schaltgeschwindigkeit parallel geschaltet sind, wodurch die hohe Leistungskennlinie bei Erhaltung der hohen Schaltgeschwindigkeit ermöglicht wird.

Dank dieser oben beschriebenen Bauweise besitzen die Leistungstransistoren eine hervorragende Linearität ihrer h_{FE} (Stromverstärkung).

Da sich außerdem die Verlustleistung aufgrund der Emitter-geteilten Bauweise gleichermaßen auf alle Emitter verteilt, besitzen sie im Vergleich zu herkömmlichen Leistungstransistoren auch die Eigenschaft, betriebsstörungsfreier zu sein.

2. DC Servo Circuit

DC amplification is the most advanced form adopted for audio amplifiers as there is no phase lag over all the range from DC to audio frequency.

However, in a perfect DC amplifier (which is an amplifier having no coupling capacitors in its input part and NFB loop), a DC drift is caused in case a direct current is input or when the DC balance between each element has been lost due to temperature rise inside the amplifier. The SC servo circuit is to suppress such a drift and realize a more stabilized amplifier.

The principle of a DC servo circuit is something like that of a comparator, in which changes in DC current between the output point and the ground detected and drifts of the amplifier controlled with their results used as the output of the servo circuit.

The basic elements are an integrating circuit composed of C_1 and R_1, an operational amplifier and a mirror integrator composed of C_2 and R_2. (Fig. 5)

Now, suppose a drift of Δ_{eo} has been caused at the output of the power amplifier, a potential with the same phase Δ_{ef} is output at the output of the operational amplifier.

On the other hand, the initial stage of the power amplifier is a differential amplifier. When Δ_{ef} is input at its inverting input, the potential at the non-inverting input Δ_{ei} changes in the oposite direction of Δ_{ef}, resulting in a decrease of drift at the output of the power amplifier.

The DC servo circuit has a specific frequency characteristic. In the range of DC and ultra low frequency, gain of the power amplifier is kept at one over several tens of decibel, and in the audio frequency band, amplification at a certain gain can be made in the same manner as ordinary power amplifier.

The frequency on which the DC servo circuit starts to have effects is determined by the four elements, C_1, R_1, C_2 and R_2.

3. Hi-fT Power Transistors

The power transistors employed in MX-70 realize an fT (Current Gain-bandwidth Product) of 80 MHz with NPN type and 60 MHz with PNP type (each being a typical value) in spite of its high P_c (Collector Power Dissipation) such as 150 W (the value when $T_c = 25°C$). Compared with conventional transistors with a P_c of 150 W where fT was around 10 MHz at maximum, the high speed attained by these Hi-fT power transistors is remarkable.

Such high fT has been realized specially by the inside construction of these transistors which is greatly different from that of conventional ones – the multi emitter construction.

In this construction, the emitter inside the transistor is divided into many units and emitter resistors with small resistance are inserted to each unit, resulting in a parallel connection.

This equivalenty means that many small signal transistors with high fT and switching speed are parallelly connected, which has made it possible to realize such a high power characteristic while maintaining high switching speed.

Thanks to such construction as mentioned above, these power transistors are excellent in linearity of its h_{fe}.

Furthermore, as dissipation is dispersed equally to each emitter due to the emitter-divided construction, they have another feature of being stong against breakdown as compared with conventional power transistors.

Elektrischer Abgleich

Folgende Ausstattung wird benötigt:

- NF-Generator
- Oszilloskop
- DC-Voltmeter
- NF-Voltmeter
- Lastwiderstand: 4 Ω/400 W
- Lastwiderstand: 8 Ω/400 W

Achtung: Den Abgleich nur am betriebswarmen Gerät vornehmen (> 10 min)

1. Einstellung der Gleichspannungs-Balance

- Die Lastwiderstände (8 Ω) am rechten und linken Lautsprecherausgang anschließen
- Die Eingangsregler (INPUT LEVEL) auf MIN stellen
- Das DC-Voltmeter am rechten bzw. linken Lautsprecherausgang anschließen
- Gerät einschalten
- Mit den Reglern, HVR 901 (linker Kanal) bzw. HVR 902 (rechter Kanal) jeweils 0 V ± 0,5 mV einstellen.

2. Einstellung des Ruhestromes

- Die Lastwiderstände (8 Ω) am rechten und linken Lautsprecherausgang anschließen
- Die Eingangsregler (INPUT LEVEL) auf MIN stellen
- Das DC-Voltmeter an Pin 16 und 17 (linker Kanal) bzw. Pin 35 und 36 (rechter Kanal) anschließen
- Gerät einschalten
- Mit den Reglern, HVR 701 (linker Kanal) bzw. HVR 702 (rechter Kanal) jeweils 18 mV ± 1 mV einstellen.

3. Einstellung der Begrenzerschaltung

- Die Lastwiderstände (4 Ω) am rechten und linken Lautsprecherausgang anschließen
- NF-Voltmeter und Oszilloskop am rechten bzw. linken Lautsprecherausgang anschließen
- Den NF-Generator an die rechte bzw. linke Eingangsbuchse (INPUT LEVEL) anschließen
- Gerät einschalten
- Die Eingangsregler (INPUT LEVEL) auf MAX stellen
- Am NF-Generator die Frequenz von 1 kHz einstellen. Den Ausgangspegel des NF-Generators so einstellen, daß das NF-Voltmeter 32,5 V anzeigt (entspricht einer Ausgangsleistung von 260 W)
- Das Signal auf dem Oszilloskop betrachten und mit den Reglern HVR 703 und HVR 705 (linker Kanal) bzw. HVR 704 und HVR 706 (rechter Kanal) eine saubere Sinusform einstellen.
  (Bei Erhöhung der Eingangsspannung muß die Ausgangsspannung zurückgehen und das Signal erscheint verzerrt.)

4. Einstellung der Leistungsanzeige

- Die Lastwiderstände (8 Ω) am rechten und linken Lautsprecherausgang anschließen
- NF-Voltmeter am rechten bzw. linken Lautsprecherausgang anschließen
- Den NF-Generator an die rechte bzw. linke Eingangsbuchse (INPUT LEVEL) anschließen
- Gerät einschalten
- Die Eingangsregler (INPUT LEVEL) auf MAX stellen
- Am NF-Generator die Frequenz von 1 kHz einstellen. Den Ausgangspegel des NF-Generators so einstellen, daß das NF-Voltmeter 37 V anzeigt (entspricht einer Ausgangsleistung von 170 W)
- Die Regler HVR 921 (linker Kanal) bzw. HVR 922 (rechter Kanal) so einstellen, daß die 200 Watt LED gerade leuchtet.

Electrical Adjustment

The following equipment is necessary:

- AF generator
- Oscilloscope
- DC voltmeter
- AF voltmeter
- Load resistor: 4 Ω/400 W
- Load resistor: 8 Ω/400 W

Attention: The adjustment should only be effected on a warmed-up unit (> 10 min)

1. DC Balance Adjustment

- Connect the load resistors (8 Ω) to the right and left speaker outputs
- Adjust the input level (INPUT LEVEL) to MIN
- Connect the DC voltmeter to the right or left speaker output, resp.
- Switch the unit on
- Use control HVR 901 (left channel) or HVR 902 (right channel), for adjustment to 0 V ± 5 mV, resp.

2. Idling Current Adjustment

- Connect the load resistors (8 Ω) to the right and left speaker outputs
- Adjust the input level (INPUT LEVEL) to MIN
- Connect the DC voltmeter to pin 16 and 17 (left channel) or pin 35 and 36 (right channel), resp.
- Switch the unit on
- Use control HVR 701 (left channel) or HVR 702 (right channel) for adjustment to 18 mV ± 1 mV, resp.

3. Limiter Circuit Adjustment

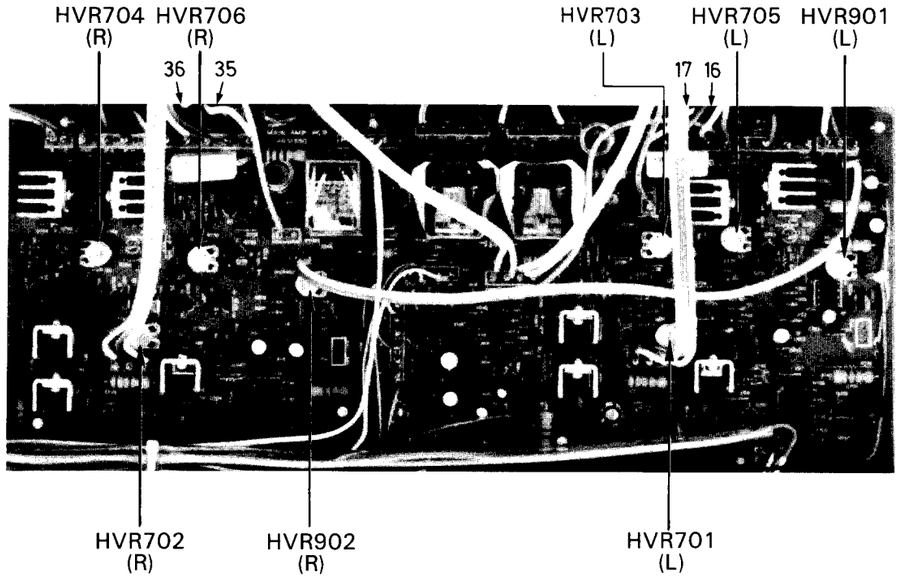
- Connect the load resistors (4 Ω) to the left and right speaker outputs.
- Connect AF voltmeter and oscilloscope to right and left speaker outputs.
- Connect the AF generator to the right or left input jack (INPUT LEVEL), resp.
- Switch the unit on
- Adjust the input level (INPUT LEVEL) to MAX
- Adjust the AF generator to a frequency of 1 kHz. Adjust the output level of the AF generator in such a way that the AF voltmeter indicates 32.5 V (corresponding to an output power of 260 V).
- Observe the signal on the oscilloscope and adjust control HVR 703 and HVR 705 (left channel) or HVR 704 and HVR 706 (right channel), resp. in such a way that the signal displays a clear sinusoidal waveform.
  (If the input voltage is increased the output voltage will be reduced and the signal will be distorted.)

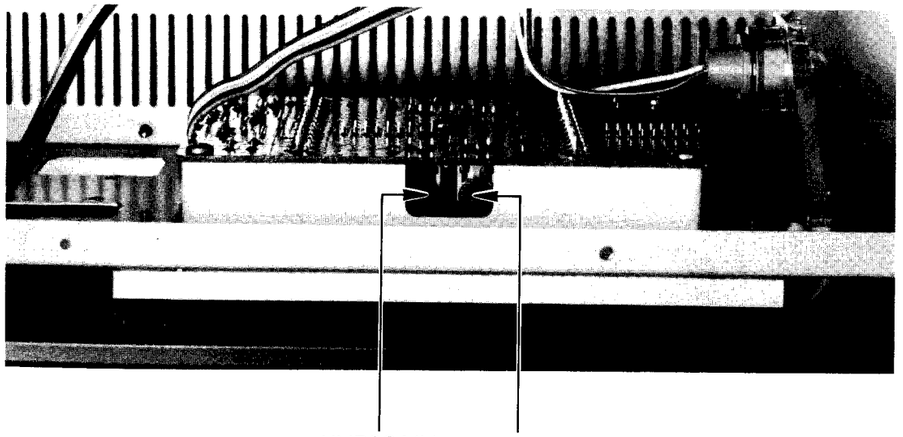
4. Power Level Indicator Adjustment

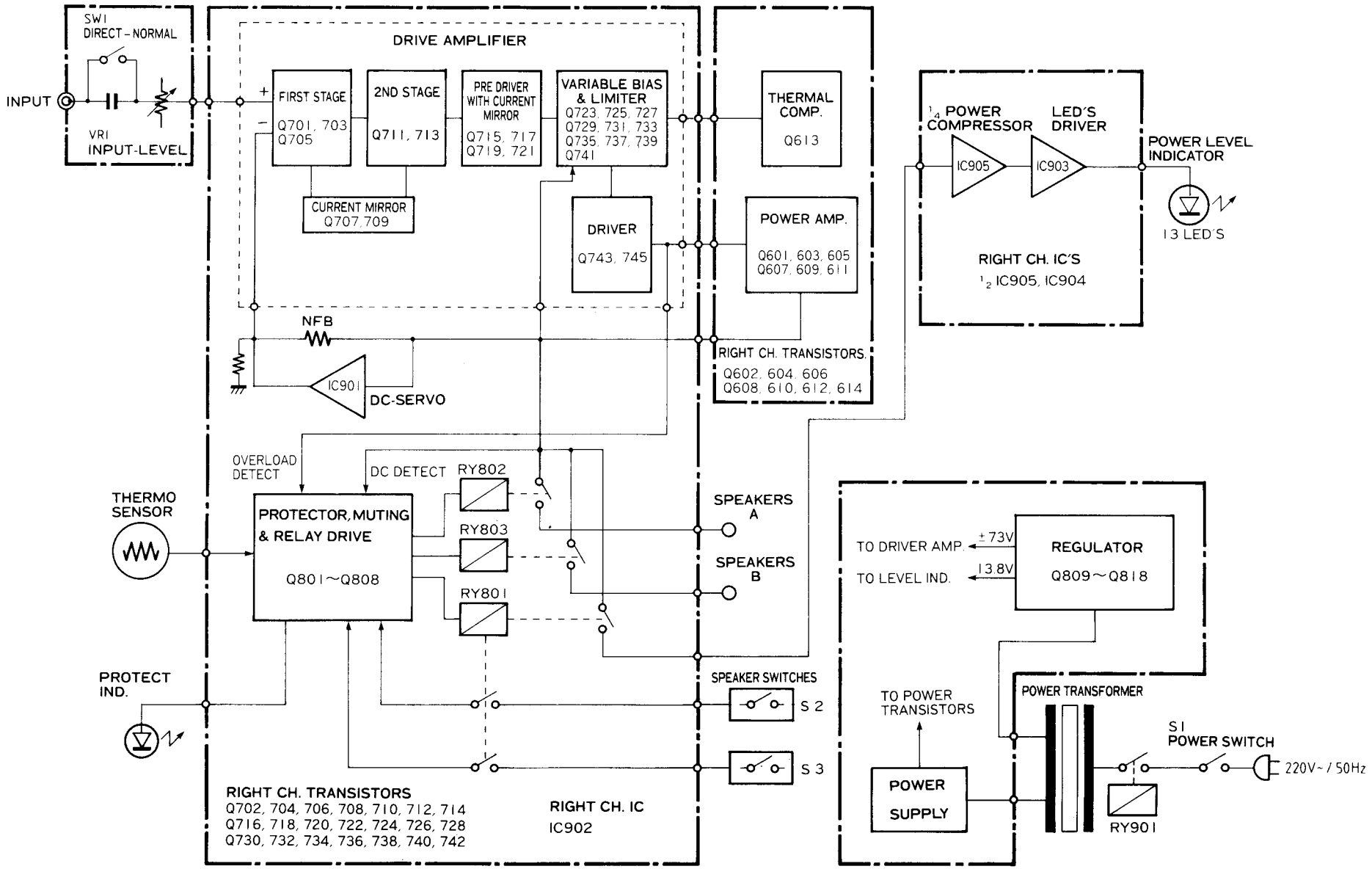
- Connect the load resistors (8 Ω) to the right and left speaker output
- Connect the AF voltmeter to the right or left speaker output, resp.
- Connect the AF generator to the right or left input jack (INPUT LEVEL), resp.
- Switch the unit on
- Adjust the input level (INPUT LEVEL) to MAX
- Adjust the AF generator to a frequency of 1 kHz. Adjust the output level of the AF generator in such a way that the AF voltmeter indicates 37 V (corresponding to an output power of 170 W).
- Adjust control HVR 921 (left channel) or HVR 922 (right channel), resp. in such a way the 200 watts LED just lights up.

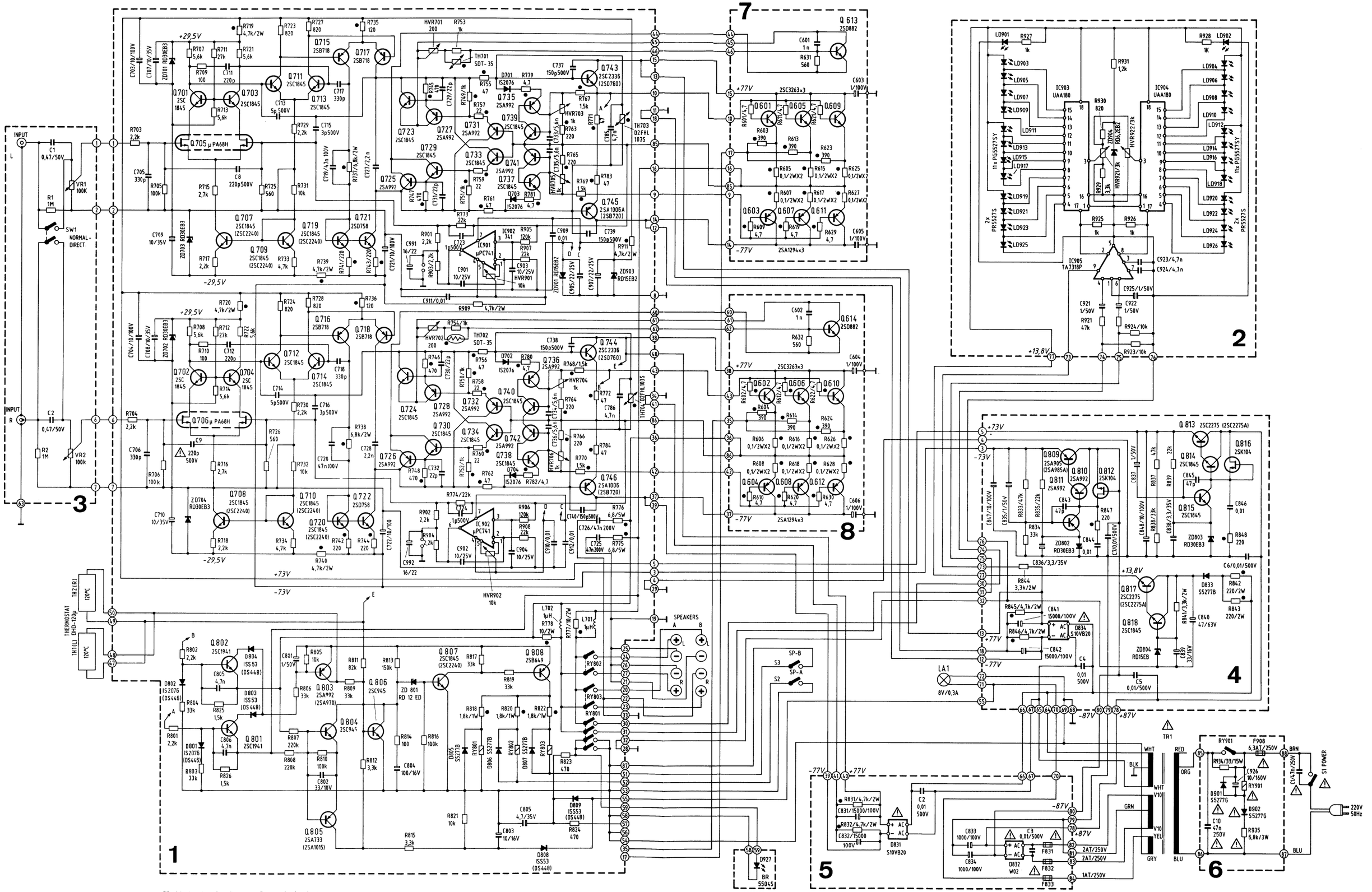
Abgleichpunkte

Adjustment Points





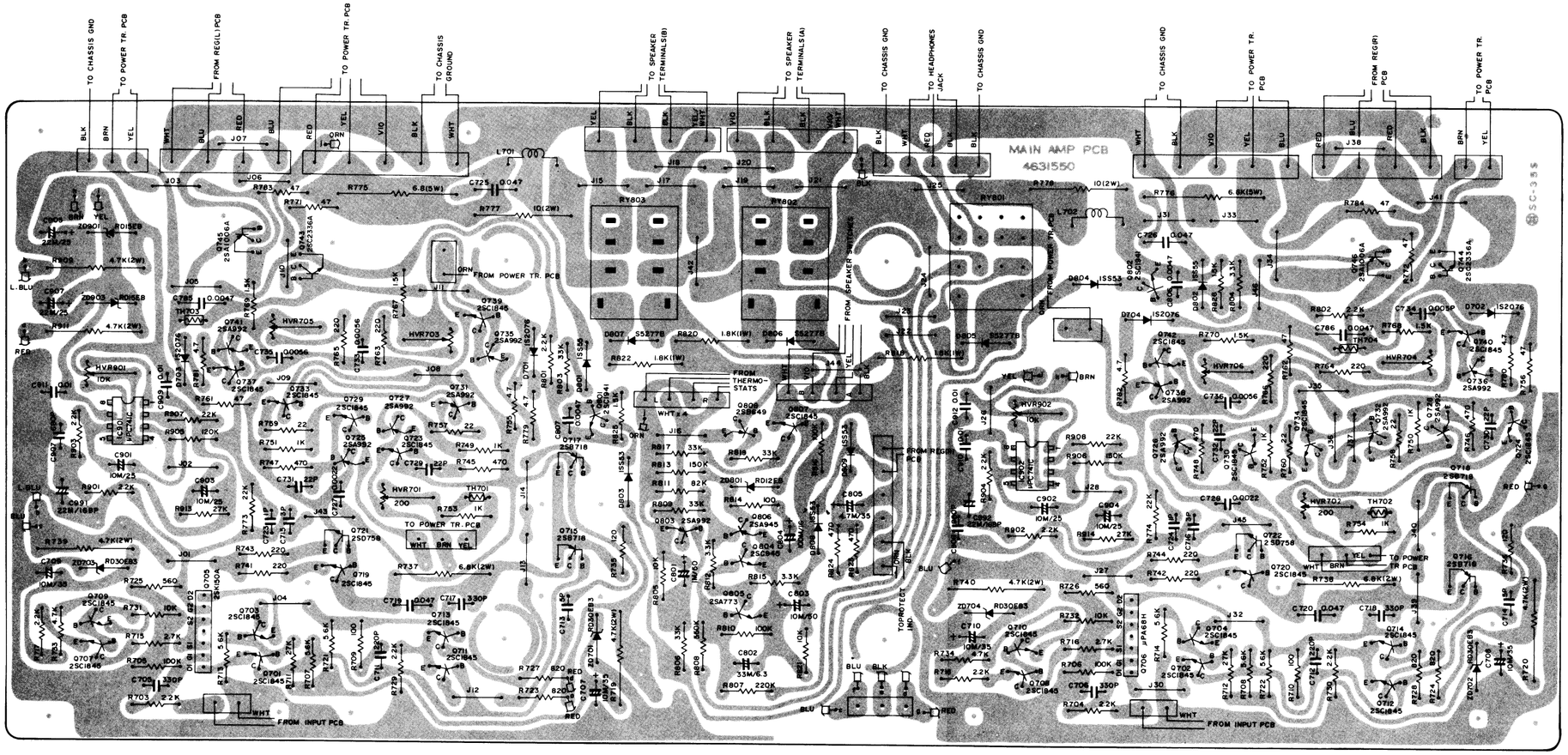

SW1
DIRECT – NORMAL
INPUT
VR1
INPUT-LEVEL
DRIVE AMPLIFIER
FIRST STAGE
Q701, 703
Q705
2ND STAGE
Q711, 713
PRE DRIVER
WITH CURRENT
MIRROR
Q715, 717
Q719, 721
VARIABLE BIAS
& LIMITER
Q723, 725, 727
Q729, 731, 733
Q735, 737, 739
Q741
CURRENT MIRROR
Q707, 709
DRIVER
Q743, 745
THERMAL
COMP.
Q613
POWER AMP.
Q601, 603, 605
Q607, 609, 611
RIGHT CH. TRANSISTORS
Q602, 604, 606
Q608, 610, 612, 614
NFB
IC901
DC-SERVO
1/4 POWER
COMPRESSOR
LED'S
DRIVER
IC905
IC903
POWER LEVEL
INDICATOR
13 LED'S
RIGHT CH. IC'S
1/2 IC905, IC904
OVERLOAD
DETECT
DC DETECT
RY802
RY803
RY801
THERMO
SENSOR
PROTECTOR, MUTING
& RELAY DRIVE
Q801~Q808
SPEAKERS
A
SPEAKERS
B
PROTECT
IND.
SPEAKER SWITCHES
S 2
S 3
RIGHT CH. TRANSISTORS
Q702, 704, 706, 708, 710, 712, 714
Q716, 718, 720, 722, 724, 726, 728
Q730, 732, 734, 736, 738, 740, 742
RIGHT CH. IC
IC902
TO DRIVER AMP.
±73V
TO LEVEL IND.
13.8V
REGULATOR
Q809~Q818
TO POWER
TRANSISTORS
POWER TRANSFORMER
S1
POWER SWITCH
220V~ / 50Hz
POWER
SUPPLY
RY901



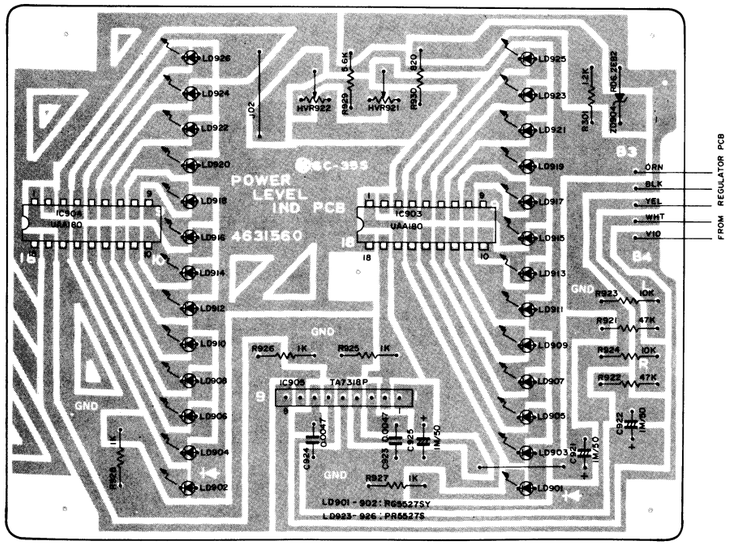
Für Werte ohne Bezeichnung µF bzw. Ω einsetzen

⚠ ● Spezielles Bauelement muß durch Orginalteil ersetzt werden

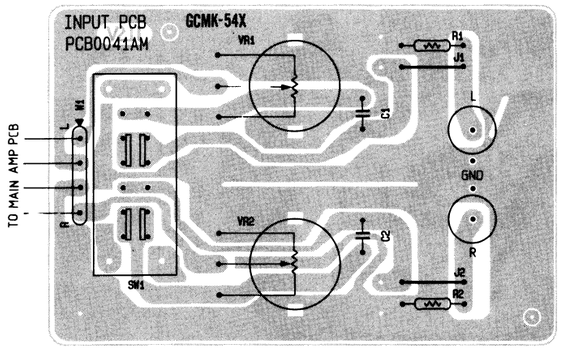
1 Hauptplatine
Main Amp. Board



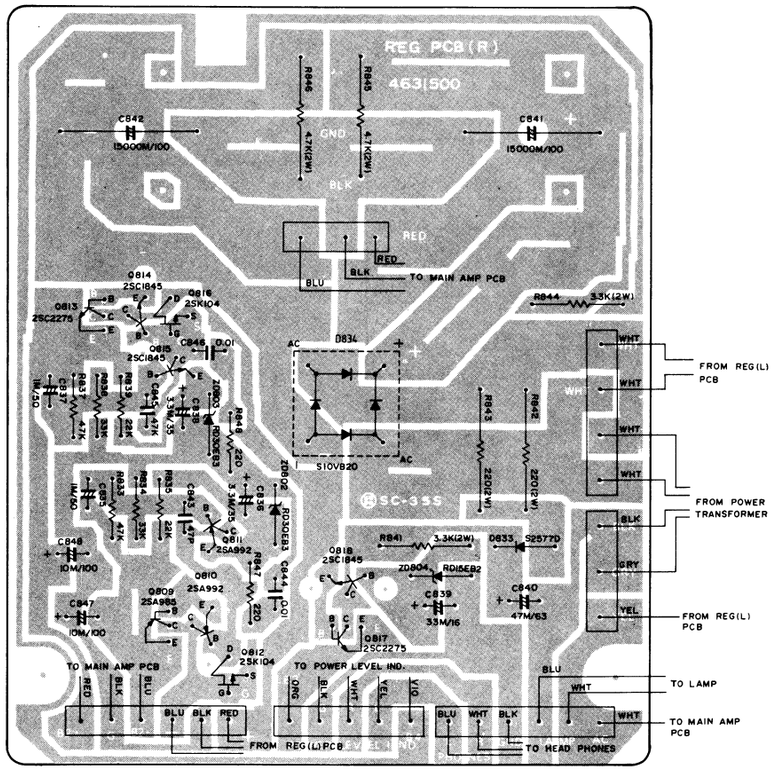
2 Anzeigenplatine
Power Level Ind. Board



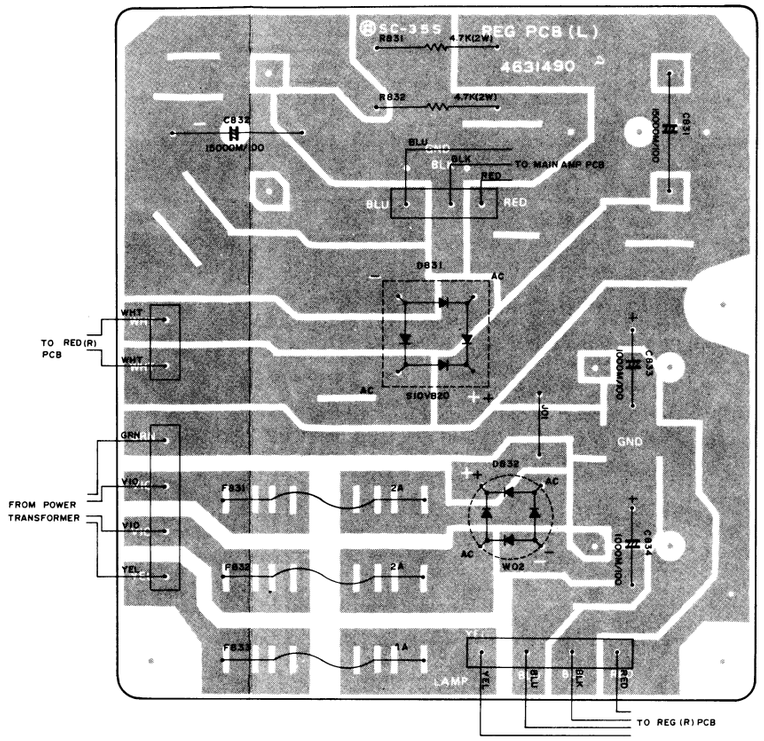
3 Eingangsplatine
Input Board



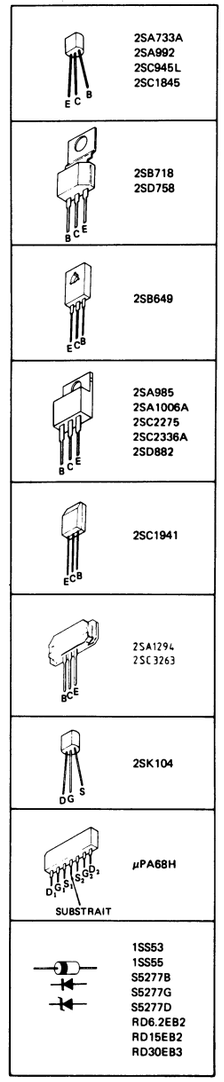
4 Regelplatine (R)
Regulator Board (R)



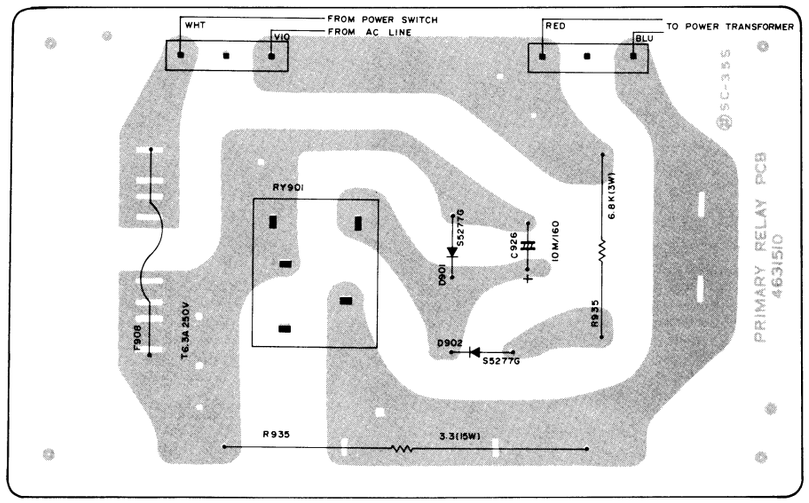
5 Regelplatine (L)
Regulator Board (L)



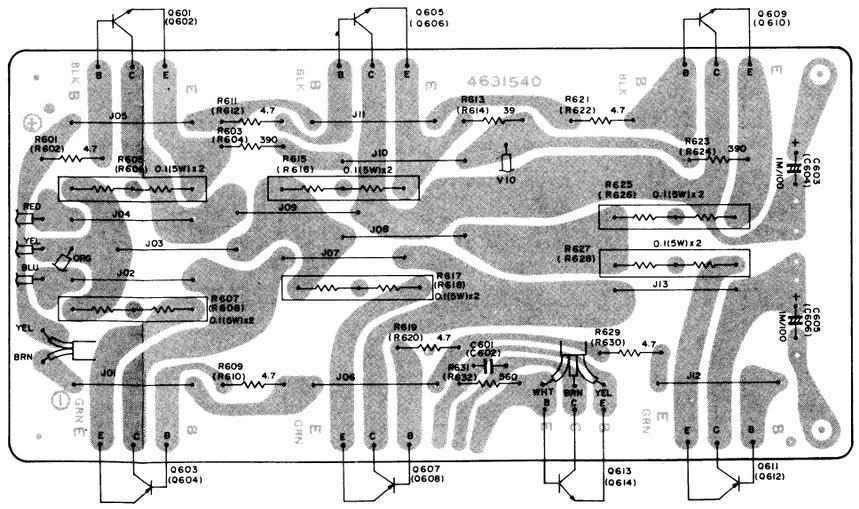
Halbleiter-Anschlußpunkte
Semi-Conductor Connections



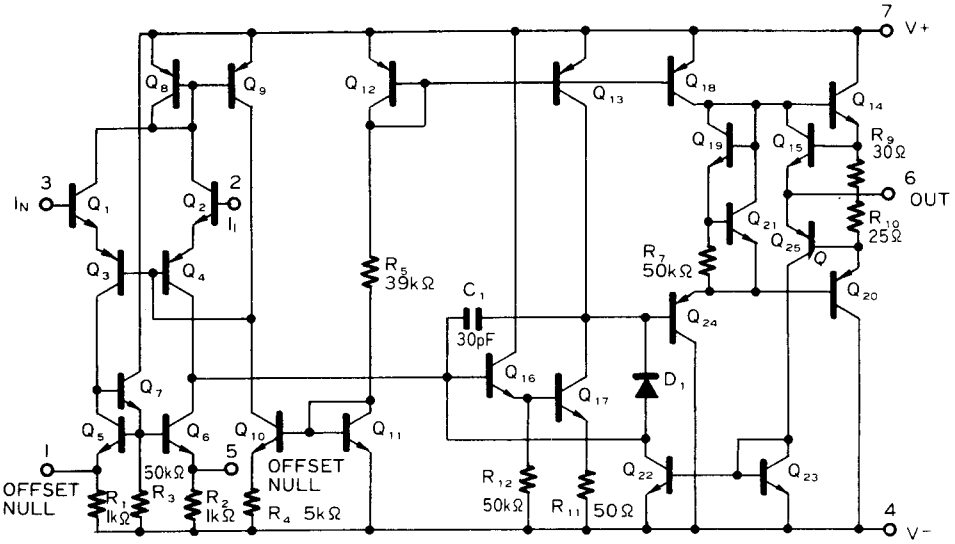
6 Relaisplatine
Primary Relay Board

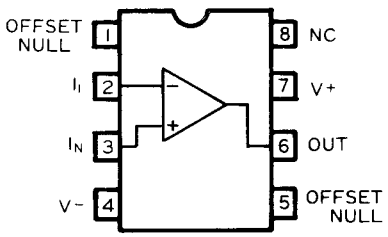


7/8 Transistorplatine
Power Transistor Board

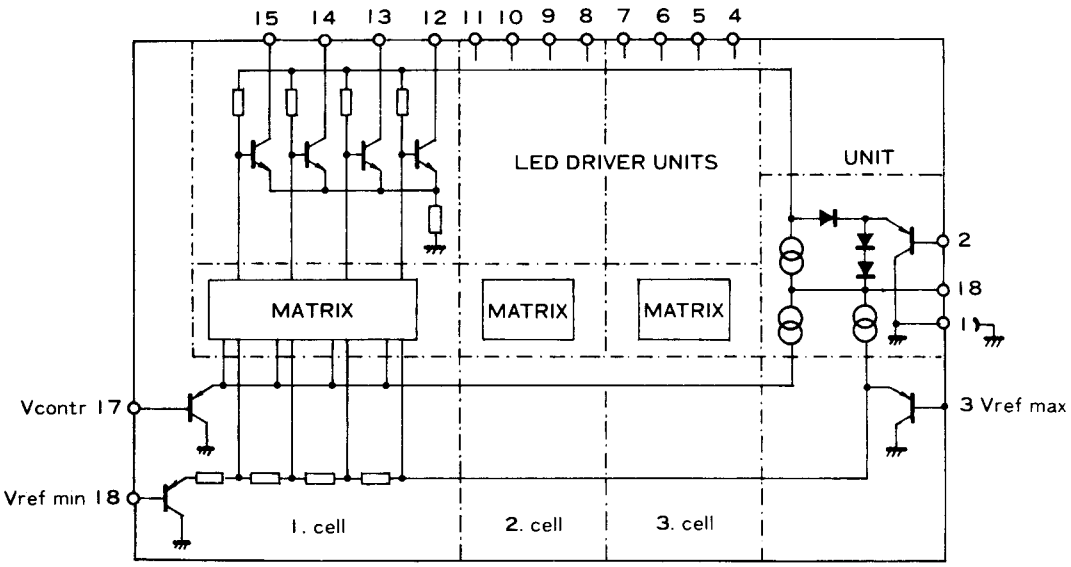


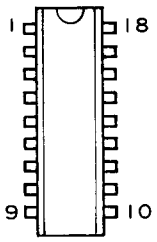
IC 901, 902: μPC 741C



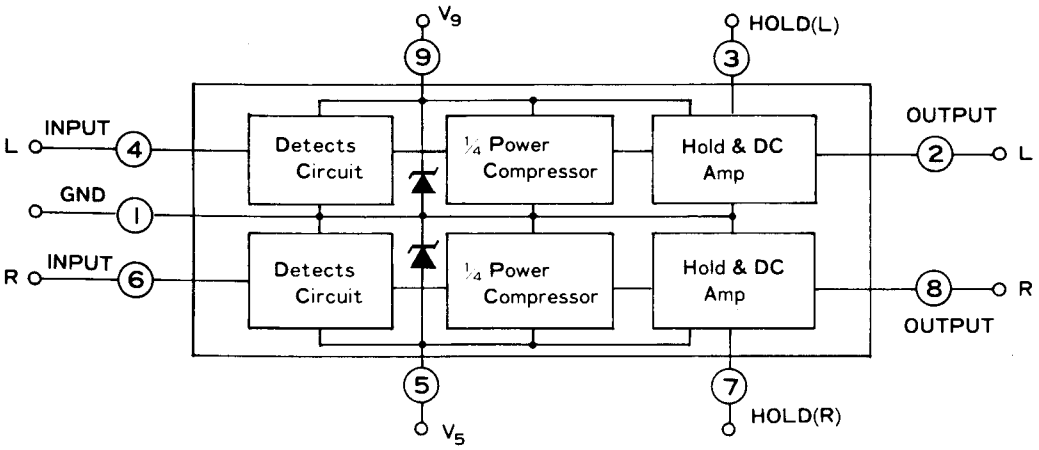


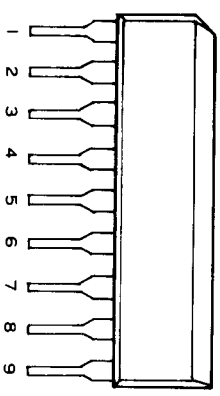
IC 903, 904: UAA 180





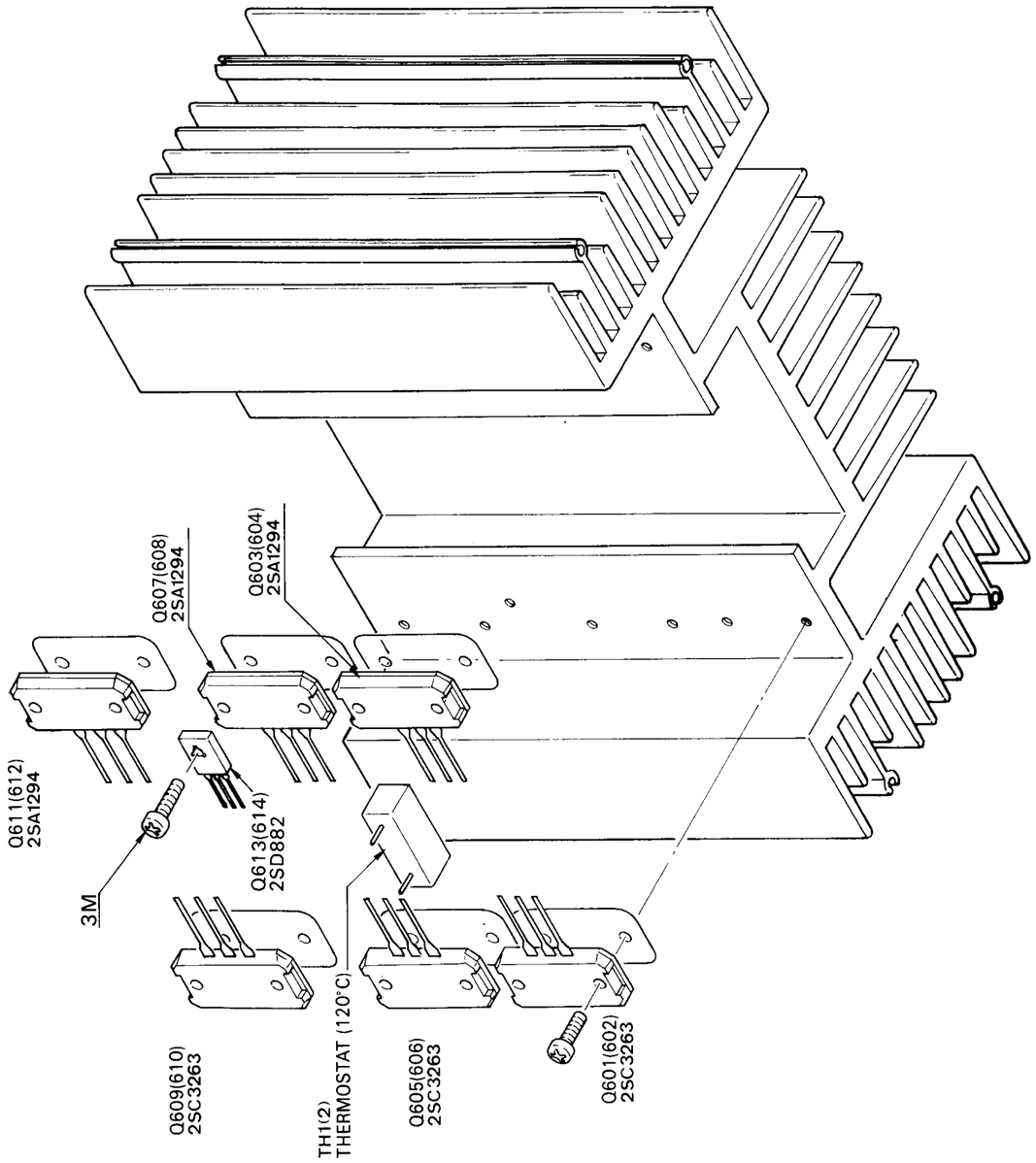
IC 905: TA 7318 P





Transistoren-Lageplan

Transistors Location



Ersatzteilliste

Spare Parts List

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.
	Gehäuseteile **Cabinet Parts**	
1	Gehäuseoberteil Upper cover	8 625 100 074
2	Rückwandsteg, 2x Terminal gard	8 621 300 061
3	Fuß Foot slider	8 625 202 262
4	Frontblende Front panel	8 625 100 077
5	Anzeigerahmen Panel guide	8 621 005 307
6	Anzeigescheibe Panel, smoked	8 625 100 076
7	LED-Führung, rot LED guide, red	8 621 005 308
8	Tastenführung, Power Button guide	8 621 005 305
9	Tastenführung, Speakers Button guide	8 621 005 306
10	Tastenknopf, 3x Key button	8 622 001 364
11	Drehknopf, 2x Rotary knob	8 622 001 375
12	LED-Abstandhalter Spacer LED	8 621 005 302
13	Anzeigeblende, schwarz Indicator screen, black	8 626 506 075
14	Anzeigeskala Indicator scale	8 621 106 101
15	Filterscheibe, grün Filter disc, green	8 625 100 075
16	Anzeige-Halterung Holder, PCB	8 621 005 303
17	Anzeigereflektor, rechts Reflecting plate, RH	8 625 300 606
18	Netzschalter, Power Mains switch	8 908 003 299
19	Druckschalter, Speakers Pressure switch	8 908 003 500
20	Netz-Trafo Power transformer	8 627 200 018
21	Magnet, RY 802, 803 Magnet	8 622 300 104
22	Cinch Buchse Pin jack	8 908 603 964
23	Schiebeschalter Slide switch	8 908 003 501
24	LA-Klemme Speaker terminal	8 621 300 549
25	Isolatorscheibe, Q613, 614 Insulator	8 621 005 133
26	Isolatorscheibe, Q601-612 Insulator	8 621 005 134

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.
	Elektrische Teile **Electrical Parts**	
C 1	4700 pF/160 V	8 942 247 314
C 2-7	0,010 µF/500 V	8 942 210 420
C 10	0,047 µF/250 V	8 942 899 140
C 831, 832	15 mF/100 V	8 943 499 052
C 833, 834	1000 µF/100 V	8 943 499 051
C 841, 842	15 mF/100 V	8 943 499 052
D 701- 704	1 S 2076	8 905 406 120
D 801, 802	DS 446	8 945 405 875
D 803, 804	DS 448	8 945 405 881
D 805- 807	S 5277 B	8 945 405 454
D 808, 809	DS 448	8 945 405 881
D 831	S 10 VB 20	8 945 405 878
D 832	W 02	8 945 405 883
D 833	S 5277 B	8 945 405 454
D 834	S 10 VB 20	8 945 405 878
D 901	S 5277 B	8 945 405 454
D 901	S 5277 G	8 945 405 877
D 902	S 5277 B	8 945 405 454
D 902	S 5277 G	8 945 405 877
D 927	BR 5504 S (rot/red)	8 945 405 876
HVR 701, 702	200 Ω	8 941 599 519
HVR 703- 706	1 kΩ	8 941 599 517
HVR 901, 902	10 kΩ	8 941 599 518
HVR 921, 922	3 kΩ	8 941 599 516
IC 901, 902	UA 741 CP	8 945 902 161
IC 903, 904	UAA 180	8 905 955 522
IC 905	TA 7318 P	8 945 902 160
L 701, 702	1 mH	8 624 200 771
LA 1	0,3 A/8 V	8 627 500 005
LD 901- 922	PG 5527 SY, grün/green	8 945 405 880
LD 923- 926	PR 5527 S (rot/red)	8 945 405 879

Ersatzteilliste

Spare Parts List

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.
Q 601, 602	2 SC 3263	8 945 705 766
Q 603, 604	2 SA 1294	8 945 705 765
Q 605, 606	2 SC 3263	8 945 705 766
Q 607, 608	2 SA 1294	8 945 705 765
Q 609, 610	2 SC 3263	8 945 705 766
Q 611, 612	2 SA 1294	8 945 705 765
Q 613, 614	2 SD 882	8 905 706 638
Q 701-704	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 705, 706	UPA 68 HA	8 945 902 162
Q 707-714	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 715-718	2 SB 718	8 945 705 761
Q 719, 720	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 721, 722	2 SD 758	8 945 705 764
Q 723, 724	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 725-728	2 SA 992	8 945 705 155
Q 729, 730	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 731, 732	2 SA 992	8 945 705 155
Q 733, 734	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 735, 736	2 SA 992	8 945 705 155
Q 737-740	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 741, 742	2 SA 992	8 945 705 155
Q 743, 744	2 SC 2336 A	8 945 705 763
Q 745, 746	2 SA 1006 A	8 945 705 759
Q 801, 802	2 SC 1941	8 945 705 762
Q 803	2 SA 992	8 945 705 155
Q 804	2 SC 945 L	8 905 705 418
Q 805	2 SA 733 A	8 905 705 717
Q 806	2 SC 945 L	8 905 705 418
Q 807	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 808	2 SB 649	8 945 705 760
Q 809	2 SA 985	8 945 705 758
Q 810, 811	2 SA 992	8 945 705 155
Q 812	2 SK 104 F	8 945 705 323
Q 813	2 SC 2275	8 945 705 767
Q 814, 815	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 816	2 SK 104 F	8 945 705 323
Q 817	2 SC 2275	8 945 705 767
Q 818	2 SC 1845	8 905 705 367
Q 927	2 SA 992	8 945 705 155

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.
R 601, 602	4,7 Ω	8 940 599 434
R 603, 604	390 Ω	8 940 599 437
R 605-608	0,1 Ω, 2 W	8 941 027 020
R 609-612	4,7 Ω	8 940 599 434
R 613, 614	390 Ω	8 940 599 437
R 615-618	0,1 Ω, 2 W	8 941 027 020
R 619-622	4,7 Ω	8 940 599 434
R 623, 624	390 Ω	8 940 599 437
R 625-628	0,1 Ω, 2 W	8 941 027 020
R 629, 630	4,7 Ω	8 940 599 434
R 719, 720	4,7 kΩ, 2 W	8 940 644 083
R 735, 736	120 Ω	8 940 599 431
R 737, 738	6,8 kΩ, 2 W	8 940 644 077
R 739, 740	4,7 kΩ, 2 W	8 940 644 083
R 741-744	220 Ω	8 941 027 018
R 745-748	470 Ω	8 940 599 436
R 749-752	1 kΩ	8 940 599 430
R 755, 756	47 Ω	8 940 599 435
R 757-760	22 Ω	8 940 599 433
R 761, 762	47 Ω	8 940 599 435
R 763-766	220 Ω	8 941 027 018
R 767-770	1,5 kΩ	8 940 599 432
R 771, 772	47 Ω	8 940 599 435
R 775, 776	6,8 Ω, 5 W	8 941 027 019
R 777, 778	10 Ω, 2 W	8 940 644 075
R 779-782	4,7 Ω	8 940 599 434
R 783, 784	47 Ω	8 940 599 435
R 818, 820, 822	1,8 kΩ, 1 W	8 940 644 076
R 831, 832	4,7 kΩ, 2 W	8 940 644 083
R 841	3,3 Ω, 2 W	8 940 644 080
R 842, 843	220 Ω, 2 W	8 940 644 079
R 844	3,3 Ω, 2 W	8 940 644 080
R 845, 846	4,7 kΩ, 2 W	8 940 644 083
R 847, 848	220 Ω	8 941 027 018
R 909-911	4,7 kΩ, 2 W	8 940 644 083
R 934	33 Ω, 15 W	8 941 027 017
R 935	6,8 Ω, 3 W	8 940 644 078

Ersatzteilliste

Spare Parts List

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.
RY 801		8 948 100 030
RY 802, 803		8 948 100 029
RY 901		8 948 100 028
TH 1,2	DHD-120M	8 941 300 147
TH 701, 702	SDT-35	8 941 300 146
TH 703, 704	ERT-D2FHL-103	8 941 300 148
VR 701, 702	100 kΩ	8 941 499 050
ZD 701-704	RD 30 EB 3	8 945 421 323
ZD 801	RD 12 EB 3	8 945 421 324
ZD 802, 803	RD 30 EB 3	8 945 421 323
ZD 804, 903	RD 15 EB 2	8 905 421 030
ZD 904	05 AZ 6.2Y	8 945 421 322
Si 831, 832	2 AT	1 904 522 841
Si 833	1 AT	1 904 521 436
Si 901	6,3 AT	1 904 522 850

Position Position	Bezeichnung Designation	Bestell-Nr. Part no.